

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



FREIDHOF, Markus et al

August 14, 2001

BSKID

703-205-8000

4100-0130 P

(uf)

Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

11017 U.S. PTO

09/928402



Aktenzeichen:	100 39 666.6
Anmeldetag:	14. August 2000
Anmelder/Inhaber:	Rohde & Schwarz GmbH & Co KG, München/DE
Bezeichnung:	Verfahren und Vorrichtung zur Abschätzung der Frequenz und/oder der Phase eines digi- talen Signals
IPC:	G 01 R, H 03 H

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ur-
sprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 07. Juni 2001
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag

Weller

Weller

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

#3

PATENT
4100-0130P

IN THE U.S. PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant: FREIDHOF, Markus et al. Conf.:
Appl. No.: NEW Group:
Filed: August 14, 2001 Examiner:
For: METHOD AND APPARATUS FOR ESTIMATING THE
FREQUENCY AND/OR PHASE OF A DIGITAL
SIGNAL



L E T T E R

Assistant Commissioner for Patents
Washington, DC 20231

August 14, 2001

Sir:

Under the provisions of 35 U.S.C. § 119 and 37 C.F.R. § 1.55(a), the applicant(s) hereby claim(s) the right of priority based on the following application(s):

<u>Country</u>	<u>Application No.</u>	<u>Filed</u>
GERMANY	100 39 666.6	August 14, 2001

A certified copy of the above-noted application(s) is(are) attached hereto.

If necessary, the Commissioner is hereby authorized in this, concurrent, and future replies, to charge payment or credit any overpayment to Deposit Account No. 02-2448 for any additional fee required under 37 C.F.R. §§ 1.16 or 1.17; particularly, extension of time fees.

Respectfully submitted,

BIRCH, STEWART, KOLASCH & BIRCH, LLP

By 
F. Prince Butler, #25,666

FPB/rem
4100-0130P

P.O. Box 747
Falls Church, VA 22040-0747
(703) 205-8000

Attachment

Verfahren und Vorrichtung zur Abschätzung der Frequenz und/oder der Phase eines digitalen Signals

Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Vorrichtung zu
5 Abschätzung der Frequenz und/oder der Phase eines digitalen
Signals.

Ein Verfahren zur Abschätzung der Frequenz ist aus J.K. Wolf
und J.W. Schwartz "Comparison of Estimators for Frequency
10 Offset", IEEE Transactions on Communications, Vol. 38, Nr.
1, Januar 1990, Seiten 124-127 bekannt. In diesem Artikel
wird vorgeschlagen, die Phase des komplexen digitalen
Eingangssignals zu differenzieren und die differenzierte
Phase einem Mittelungsfiler zuzuführen. In dem Artikel wird
15 gezeigt, daß die ideale Impulsantwort des Mittelungsfilters
parabelförmig ist. Der parabelförmige Verlauf der
Impulsantwort des Mittelungsfilters kann durch einen
trapezförmigen Verlauf mit einem ansteigenden Bereich, einem
konstanten Bereich und einem abfallenden Bereich relativ gut
20 approximiert werden. Die Standardabweichung des
Schätzfehlers steigt gegenüber der Verwendung eines idealen
Mittelungsfilters mit parabolischer Impulsantwort nur um
etwa 6% an. Es kann deshalb von einem suboptimalen
Frequenzschätzer gesprochen werden.

25 Würde man das in dem vorstehend genannten Artikel genannte
Filter mit trapezförmiger Impulsantwort unmittelbar
implementieren, so sind relativ viele Multiplikationen
durchzuführen, da jeder Abtastwert innerhalb des
30 Beobachtungsintervalls mit einem entsprechenden
Koeffizienten zu multiplizieren ist.

Der Erfindung liegt deshalb die Aufgabe zugrunde, ein
Verfahren und eine Vorrichtung zur Abschätzung der Frequenz
35 und/oder der Phase eines digitalen Eingangssignals
anzugeben, welches bzw. welche möglichst ohne
gatterintensive Multiplizierer arbeitet.

Die Aufgabe wird bezüglich des Verfahrens durch die Merkmale des Anspruchs 1 und bezüglich der Vorrichtung durch die Merkmale des Anspruchs 10 gelöst. In den Unteransprüchen sind vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung angegeben.

5

Der Erfindung liegt zunächst die Erkenntnis zugrunde, daß es zur Abschätzung der Frequenz und der Phase vorteilhafter ist, von den Phasenwerten des Eingangssignals und nicht von den Phasendifferenzwerten auszugehen. Entsprechend ändert sich die Impulsantwort des idealen Mittelungsfilters von einem parabelförmigen Verlauf zu einem von positiven Werten zu negativen Werten linear absteigenden Verlauf. Die suboptimale Impulsantwort, die eine gute Approximation an diese ideale Impulsantwort darstellt, hat dann zunächst einen rechteckförmigen positiven Bereich, einen Bereich, in dem die Impulsantwort 0 ist, und einen rechteckförmigen negativen Bereich. Die ideale Impulsantwort für die Phase ist über die gesamte Beobachtungslänge konstant. Die Teilabschnitte mit konstantem Verlauf der Impulsantwort entspricht einem Summieren der Phasenwerte in diesen Teilbereichen. Durch gleichzeitige Reduzierung der Abtastrate wird erreicht, daß am Ausgang der ersten Filterstufe die summierten Phasenwerte im Takt des Bruchteils der Beobachtungslänge, welcher den konstanten Teilbereichen der Impulsantwort entspricht, zu Verfügung stehen. In einer zweiten Filterstufe werden die Phasenwerte in diesem reduzierten Takt verzögert und anschließend so addiert bzw. voneinander subtrahiert, daß der vorstehend beschriebene Verlauf der resultierenden Impulsantwort für die geschätzte Frequenz bzw. die geschätzte Phase entsteht.

Die Realisierung der ersten Filterstufe kann durch Hintereinanderschalten eines Integrierers, eines Abtastraten-Konverters und eines nachgeschalteten Differenzierers erfolgen. Dabei summiert bzw. integriert der Integrierer die Phasenwerte fortwährend auf, während der Differenzierer den Startwert zu Beginn des Summationsintervalls von dem Endwert am Ende des Summationsintervalls subtrahiert.

Bei einer besonders vorteilhaften Ausführungsform der Erfindung ist die resultierende Impulsantwort für die Phase nur während eines mittleren Intervalls, das die Länge $2/3$ der Gesamtbeobachtungslänge hat, konstant und ansonsten gleich 0. Hingegen ist die resultierende Impulsantwort für die Frequenz in dem ersten Drittel der Beobachtungslänge konstant positiv, in dem zweiten Drittel der Beobachtungslänge gleich 0 und in dem dritten Drittel der Beobachtungslänge konstant negativ. Gegenüber einer vollständig konstanten Impulsantwort über die vollständige gesamte Beobachtungslänge hinweg für die Phasenschätzung hat dies den Vorteil, daß die Impulsantwort in Blöcke von einem Sechstel der gesamten Beobachtungslänge zerlegt werden kann und bei geeigneter Normierung diese Blöcke so addiert bzw. subtrahiert werden können, daß die gewünschte resultierende Impulsantwort für die Phase und für die Frequenz ohne Multiplikation erzeugt werden kann, da das Ergebnis nur mit einem Faktor einer ganzzahligen Potenz der Basis 2 behaftet ist und somit statt einer Multiplikation nur eine Bitverschiebung bzw. eine Verschiebung der Wertigkeit der Bits bei der Interpretation des Ergebnisses vorgenommen werden muß.

Zwei Ausführungsbeispiele der Erfindung werden nachfolgend unter Bezugnahme auf die Zeichnung näher beschrieben. In der Zeichnung zeigen:

Fig. 1 ein Blockschaltbild einer erfindungsgemäßen Vorrichtung zu Abschätzung der Frequenz und der Phase eines digitalen Eingangssignals,

Fig. 2 die idealen Gewichtungskoeffizienten w_f^{opt} zur Abschätzung der Frequenz,

Fig. 3 die suboptimalen Gewichtungskoeffizienten w_f^{so} zur Abschätzung der Frequenz,

- Fig. 4 die optimalen Gewichtungskoeffizienten w_{ϕ}^{opt} zur Abschätzung der Phase,
- Fig. 5 ein erstes Ausführungsbeispiel eines Schätzers,
- Fig. 6 die resultierende Impulsantwort h_f für die Frequenz des in Fig. 5 dargestellten Schätzers,
- Fig. 7 die resultierende Impulsantwort h_{ϕ} für die Phase des in Fig. 5 dargestellten Schätzers,
- Fig. 8 ein Ausführungsbeispiel der erfindungsgemäßen Vorrichtung zur Abschätzung der Frequenz und der Phase mit einem zweiten Ausführungsbeispiel des Schätzers,
- Fig. 9 die resultierende Impulsantwort h_f für die Frequenz des in Fig. 8 dargestellten Schätzers und
- Fig. 10 die resultierende Impulsantwort h_{ϕ} für die Phase des in Fig. 8 dargestellten Schätzers.
- Fig. 1 zeigt den grundsätzlichen Aufbau der erfindungsgemäßen Vorrichtung 1 zur Abschätzung der Frequenz f_{a1} und/oder der Phase ϕ_{a1} eines digitalen Eingangssignals $x(i)$. Aus den Abtastwerten $x(i)$ eines komplexen Drehzeigers soll die Frequenz f_{a1} und die Phase $\phi_{a1}(T_0)$ des Drehzeigers zum Zeitpunkt T_0 geschätzt werden. Dabei kann das Eingangssignal $x(i)$ durch eine additive Störung $n(i)$, beispielsweise ein weißes, gaußverteiltes Rauschen gestört sein, daß in einem Summierer 2 gedanklich hinzuaddiert wird.
- In einer Phasenerfassungs-Einrichtung 3 werden die Phasenwerte $C_{a1}(i)$ des Eingangssignals $x(i)$ normiert auf 2π gemäß der Formel

$$C_{a1}(i) = \text{angel}(x(i))/2\pi \quad (1)$$

bestimmt.

Die Abtastwerte werden durch eine Abtastung zu den Zeitpunkten $t_i = i \cdot T_{a2}$ gewonnen und lassen sich darstellen als

5

$$x(i) = \exp \cdot (j(2 \cdot \pi \cdot f_{a1} \cdot i \cdot T_{a2} + \varphi_0)) \quad (2)$$

Darin bedeuten f_{a1} die abzuschätzende Frequenz des Eingangssignals $x(i)$ und T_{a2} die Abtastperiode der Abtastfrequenz $f_{a2} = 1/T_{a2}$, mit welcher das Eingangssignal $x(i)$ abgetastet wird. Zur Schätzung der Frequenz f_{a1} und der Phase φ_{a1} werden N Werte einer Beobachtungslänge aus N Phasenwerten $C_{a1}(i)$ über eine Beobachtungszeit $T = N \cdot T_{a2}$ benutzt:

15

$$\mathbf{C}_{a1} = (C_{a1}(0), C_{a1}(1), \dots, C_{a1}(N-1)) \quad (3)$$

wobei \mathbf{C}_{a1} einen Vektor (Vektoren sind in dieser Anmeldung fett geschrieben) aus N auf 2π normierten Phasenwerten bedeutet. Wenn angenommen wird, daß die Störung $n(i)$ ein weißes, gaußverteiltes Rauschsignal ist, kann über die Maximum Likelihood-Theorie (siehe z. B. J.K. Wolf und J.W. Schwartz "Comparison of Estimators for Frequency Offset", a.a.O) ein Vektor der optimalen Gewichtungsfaktoren $\mathbf{w}_f^{\text{opt}}$ zur Abschätzung der Frequenz f_{a1} ermittelt werden, wobei die optimal abgeschätzte Frequenz f_{a1}^{opt} durch Vektormultiplikation wie folgt bestimmt werden kann:

25

$$f_{a1}^{\text{opt}} = \mathbf{w}_f^{\text{opt}} \cdot \mathbf{C}_{a1}^T \quad (4)$$

30

Dabei ist $\mathbf{w}_f^{\text{opt}}$ ein Vektor aus N Gewichtungskoeffizienten $w_f^{\text{opt}}(i)$:

35

$$\mathbf{w}_f^{\text{opt}} = (w_f^{\text{opt}}(0), w_f^{\text{opt}}(1), \dots, w_f^{\text{opt}}(N-1)) \quad (5)$$

mit

$$w_f^{\text{opt}}(i) = \frac{12 \cdot i - 6 \cdot (N-1)}{(N-1) \cdot (N+1) \cdot T_{a2}} \quad (6)$$

Die Mittelung mit den Gewichten w_f^{opt} wird in dem Frequenzschätzer 5 des der Phasenerfassungs-Einrichtung 3 nachgeschalteten Schätzers 4 vorgenommen. Am Ausgang des Frequenzschätzers 5 steht die geschätzte Frequenz f_{a1} des Eingangssignals $x(i)$ zur Verfügung.

In Fig. 2 sind die Gewichtungskoeffizienten $w_f^{\text{opt}}(i)$ gemäß Formel (6) dargestellt. Man erkennt den linear ansteigenden Verlauf der Gewichte mit zunehmendem Index i . Durch Integration der in Fig. 2 dargestellten Funktion der Gewichtungskoeffizienten erhält man den parabolischen Verlauf der Gewichtungskoeffizienten, der bei J.K. Wolf und J.E. Schwarz "Comparison of Estimators for Frequency Offset, a.a.O., für die Abschätzung auf der Grundlage der Phasendifferenzwerte angegeben ist.

Die direkte Implementierung der in Fig. 2 dargestellten und in der Formel (6) angegebenen optimalen Gewichtungskoeffizienten hat den Nachteil, daß sehr viele Multiplikationen durchgeführt werden müssen, da die Gewichtungskoeffizienten $w_f^{\text{opt}}(i)$ für jeden Abtastwert unterschiedlich sind. Bei einer Hardware-Realisierung führt dies zu einem hohen Gatteraufwand. Es wird deshalb vorgeschlagen, statt den optimalen Gewichtungskoeffizienten $w_f^{\text{opt}}(i)$ suboptimale, approximierte Gewichtungskoeffizienten $w_f^{\text{so}}(i)$ zu verwenden, die in Fig. 3 dargestellt sind. Dazu wird die Beobachtungslänge N in drei Teilbereiche der Länge $N/3$ unterteilt. In dem ersten Drittel zwischen 0 und $N/3-1$ sind die Gewichtungskoeffizienten konstant negativ, in einem zweiten Drittel zwischen $N/3$ und $2/3N-1$ sind die Gewichtungskoeffizienten konstant 0 und in einem dritten Drittel zwischen $2/3N$ und $N-1$ sind die Gewichtungskoeffizienten konstant positiv. Die suboptimalen Gewichtungskoeffizienten $w_f^{\text{so}}(i)$ berechnen sich nach folgender Formel:

$$\begin{aligned}
 w_f^{so}(i) &= -9/(2 \cdot N^2 \cdot T_{a2}) && \text{für } 0 \leq i < N/3 \\
 w_f^{so}(i) &= 0 && \text{für } N/3 \leq i < 2N/3 \\
 w_f^{so}(i) &= 9/(2 \cdot N^2 \cdot T_{a2}) && \text{für } 2N/3 \leq i < N
 \end{aligned} \quad (7)$$

5 Die Standardabweichung der Schätzfehler steigt gegenüber der Verwendung der optimalen Gewichtungskoeffizienten $w_f^{opt}(i)$ nur um etwa 6% an. Es kann deshalb von einem suboptimalen Frequenzschätzer gesprochen werden.

10 Mit einem Phasenschätzer 6 des Schätzers 4 kann ebenfalls durch Multiplikation des Vektors C_{a1} mit dem Gewichtungsvektor w_f^{opt} die Phase ϕ_{a1} zum optimalen Schätzzeitpunkt $T_0^{opt} = (N-1) \cdot T_{a2}/2$ wie folgt geschätzt werden:

$$15 \quad \phi_{a1}(T_0^{opt}) = w_\phi^{opt} \cdot C_{a1}^T \quad (8)$$

mit

$$20 \quad w_\phi^{opt} = (w_\phi^{opt}(0), w_\phi^{opt}(1), \dots, w_\phi^{opt}(N-1)) \quad (9)$$

Für die Gewichte $w_\phi^{opt}(i)$ gilt:

$$25 \quad w_\phi^{opt}(i) = 2\pi/N \quad (10)$$

Die optimalen Gewichtungskoeffizienten $w_\phi^{opt}(i)$ zur Abschätzung der Phase ϕ_{a1} sind also über die gesamte Beobachtungslänge N konstant. Eine Annäherung durch suboptimale Gewichtungskoeffizienten ist aufgrund dieser Trivialität für die Phase nicht notwendig. Die Gewichtungskoeffizienten $w_\phi^{opt}(i)$ sind als Funktion des Index i in Fig. 4 dargestellt.

Fig. 5 zeigt eine Realisierung des Schätzers 4 entsprechend einem ersten Ausführungsbeispiel der Erfindung.

Der Schätzer 4 gliedert sich grob in ein erstes Filter 7 und ein diesem nachgeschaltetes zweites Filter 8. Das erste Filter 7 ist ein cic (cascated-integrater-comb)-Filter

erster Ordnung. Das erste Filter 7 besteht aus einem
 Integrierer 38 mit einem Addierer 9 und einem
 Verzögerungselement 10, einem Differenzierer 13 mit einem
 Verzögerungselement 11 und einem Subtrahierer 12 sowie einem
 5 zwischen dem Integrierer 38 und dem Differenzierer 13 bzw.
 Differenzbilder angeordneten Abtastraten-Konverter 14 (Down-
 Sampler). Der Abtastraten-Konverter 14 reduziert die
 Abtastrate f_{a2} der Phasenwerte C_{a1} am Eingang des ersten
 Filters 7 im Ausführungsbeispiel um den Faktor $N/3$, wobei N
 10 die Beobachtungslänge, d. h. die Anzahl der beobachteten
 Phasenwerte $C_{a1}(i)$ während der Beobachtungszeit $N \cdot T_{a2}$
 bedeutet. Der Integrierer 10 summiert sämtliche ihm
 zugeführte Phasenwerte $C_{a1}(i)$ kontinuierlich auf. Der
 Abtastraten-Konverter 14 begrenzt dabei in Verbindung mit
 15 dem Differenzierer 13 die Summationslänge auf $N/3$, denn der
 Differenzierer 13 zieht von dem Endwert der Summation über
 $N/3$ Phasenwerte $C_{a1}(i)$ den Startwert zu Beginn der Summation
 ab. Nach jeweils $N/3$ Abtastperioden T_{a2} der Phasenwerte
 $C_{a1}(i)$ entsteht am Ausgang des ersten Filters 7 deshalb ein
 20 Summenwert, der nachfolgend als summierter Phasenwert $S_{a1}(i)$
 bezeichnet wird und der die Summe über $N/3$ vorhergehende
 Phasenwerte $C_{a1}(i)$ darstellt.

Diese summierten Phasenwerte $S_{a1}(i)$ werden dem zweiten
 25 Filter 8 zugeführt. Das zweite Filter 8 besteht im
 Ausführungsbeispiel aus zwei Verzögerungselementen 15 und
 16, die die summierten Phasenwerte $S_{a1}(i)$ im Takt $(3/N) \cdot f_{a2}$
 um jeweils eine Abtastperiode $N \cdot T_{a2}/3$ verzögern. Dabei wird
 der summierte Phasenwert $S_{a1}(i)$ dem +Eingang eines
 30 Subtrahierers 18 zugeführt, wohingegen der um zwei
 Abtastperiode verzögerte summierte Phasenwert $S_{a1}(i-2)$ dem -
 Eingang des Subtrahierers 8 zugeführt wird, so daß der
 Phasenwert $S_{a1}(i)$ um die Verzögerungszeit $2 \cdot N \cdot T_{a2}/3$
 verzögert und invertiert am Ausgang des Subtrahierers 18
 35 erscheint.

Das cic-Filter 7 erzeugt eine rechteckförmige Impulsantwort
 mit konstanten positiven Koeffizienten über die Länge $N/3$.
 Fügt man hierzu die dazu invertierte Impulsantwort um eine

Verzögerung $2 \cdot N/3$ hinzu, so erhält man die in Fig. 6 dargestellte resultierende Impulsantwort h_f mit der Amplitude 1. Durch Multiplikation mit dem Faktor $9/(2 \cdot N^2 \cdot T_{a2})$ in einem Multiplizierer 19 entsteht über die Beobachtungslänge N die in Fig. 6 dargestellte resultierende Impulsantwort h_f für die Frequenz. Da der Schätzwert für die Frequenz nur in der Periodizität der Beobachtungslänge N interessiert, wird in einem weiteren Abtastraten-Konverter 37 die Abtastrate nochmals um den Faktor 3 also insgesamt um den Faktor N gegenüber der Abtastrate f_{a2} reduziert. Durch Spiegelung der in Fig. 6 dargestellten Impulsantwort h_f an der um $N/2$ verschobenen Ordinaten erhält man genau die in Fig. 3 dargestellte Funktion der suboptimalen Gewichtungskoeffizienten w_f^{so} für die Frequenz. Diese Spiegelung an der verschobenen Ordinaten entspricht der unterschiedlichen Definition der Vektormultiplikation, welche der Formel (4) zugrundeliegt, gegenüber der Definition der Faltung der Eingangsfolge $C_{a1}(i)$ mit der resultierenden Pulsantwort h_f . Bekanntlich ergibt sich die Ausgangsfunktion eines Filters durch Faltung der Eingangsfunktion des Filters mit der Impulsantwort des Filters, was einer Vektormultiplikation der Eingangsfolge mit den gespiegelten Koeffizienten der Impulsantwort äquivalent ist.

Zur Erzeugung der resultierenden Impulsantwort h_ϕ zur Abschätzung der Phase ϕ_{a1} verfügt das zweite Filter 8 über zwei Addierer 21 und 22. Dabei werden der summierte Phasenwert $S_{a1}(i)$ am Eingang des ersten Verzögerungselements 15, der um $(N/3) \cdot T_{a2}$ verzögerte summierte Phasenwert $S_{a1}(i-1)$ am Ausgang des ersten Verzögerungselement 15 und der um $(2 \cdot N/3) \cdot T_{a2}$ verschobene summierte Phasenwert $S_{a1}(i-2)$ addiert. Wie bereits erläutert, erzeugt das cic-Filter 7 eine positive konstante (rechteckförmige) Teil-Impulsantwort der Länge $N/3$. Durch Addieren dreier solcher Teil-Impulsantworten der Länge $N/3$ entsteht insgesamt eine positive konstante Impulsantwort über die gesamte Beobachtungslänge N . Durch Multiplizieren mit dem Faktor $2\pi/N$ in dem Multiplizierer 22 und Reduzieren der Abtastrate

um den noch verbleibenden Faktor 3 in dem Abtastraten-Konverter 23 entsteht die in Fig. 7 dargestellte resultierende Impulsantwort h_ϕ für die Phase.

5 Nachteilig bei dem in Fig. 5 dargestellten Ausführungsbeispiel ist jedoch, daß die Faktoren $9/(2 \cdot N^2 \cdot T_{a2})$ und $2\pi/N$ der Multiplizierer 19 und 22 keine ganzzahlige Potenz der Basis 2 sind. Deshalb sind in den Multiplizieren 19 und 22 eine echte Multiplikation und nicht
10 nur eine Verschiebung der Wertigkeit der Bits der binär dargestellten abgeschätzten Frequenz f_{a1} und abgeschätzten Phase ϕ_{a1} notwendig, was bei einer schaltungstechnischen Realisierung einen relativ hohen Gatteraufwand notwendig macht. Allerdings ist zu betonen, daß der Gatteraufwand bei
15 dem Ausführungsbeispiel gemäß Fig. 5 gegenüber der Verwendung der in Fig. 2 dargestellten optimalen Gewichtungsfaktoren h_f^{opt} schon deutlich verringert ist, da nur jeweils eine Multiplikation nach $N/3$ Abtastperioden T_{a2} durchgeführt werden muß.

20 Bei dem in Fig. 8 dargestellten Ausführungsbeispiel werden auch noch diese verbleibenden Multiplikationen beseitigt bzw. durch Bit-Verschiebungen ersetzt. Bei dem in Fig. 8 dargestellten Ausführungsbeispiel sind Elemente, die dem in
25 Fig. 5 dargestellten Ausführungsbeispiel entsprechen, mit übereinstimmenden Bezugszeichen versehen, so daß eine wiederholende Beschreibung nicht notwendig ist.

Zunächst wird die Phase ϕ_{a1} auf 2π normiert. Ferner wird der
30 Frequenzschätzwert f_{a1} auf die inverse Abtastperiode $1/T_{a2}$ normiert. Zur Erzeugung der Phasenwerte $C_{a1}(i)$ aus der Eingangs-Folge $x(i)$ dient in diesem Ausführungsbeispiel ein Zähler 24, der die Frequenz f_{a1} des Eingangssignals $x(i)$ kontinuierlich zählt. Der Zählerstand des Zählers 24 wird zu
35 den Zeitpunkten $t_i = i \cdot T_{a2}$ abgetastet bzw. ausgelesen, was durch den Schalter 25 symbolisiert ist. Die dadurch erzeugten Phasenwerte $C_{a1}(i)$ werden dem cic-Filter 7 zugeführt. Nach bessere Ergebnisse lassen sich mit einem 2-Flanken-Zähler erreichen. Zu betonen ist, daß der Zähler 24

nur eine von mehreren Möglichkeiten ist, die Phasenwerte $C_{a1}(i)$ zu erhalten.

Der Abtastraten-Konverter 14 reduziert bei dem in Fig. 8
 5 dargestellten Ausführungsbeispiel die Abtastrate $f_{a2} = 1/T_{a2}$,
 um den Faktor $N/6$ so daß das cic-Filter 7 die Phasenwerte
 $C_{a1}(i)$ nur über den Bruchteil $1/6$ der Beobachtungslänge N
 summiert. Die summierten Phasenwerte $S_{a1}(i)$ werden in dem
 zweiten Filter 8 einer Kette aus fünf Verzögerungselementen
 10 26, 27, 28, 29 und 30 zugeführt. Da das cic-Filter 4 nur
 eine (konstante, positive) Impulsantwort der Länge $N/6$
 erzeugt, müssen zur Generierung der in Fig. 9 dargestellten
 resultierenden Impulsantwort h_f für die Frequenz zunächst
 zwei positive Teil-Impulsantworten unmittelbar
 15 hintereinander und dann um $N/3$ verzögert zwei invertierte
 Teil-Impulsantworten wiederum unmittelbar hintereinander
 zusammengefügt werden. Dies kann dadurch erreicht werden,
 daß die Phasenwerte $S_{a1}(i)$ am Eingang des ersten
 Verzögerungselements 26 und die Phasenwerte $S_{a1}(i-1)$ am
 20 Ausgang des ersten Verzögerungselements 26 einem Addierer 31
 zugeführt werden, um den positiven Anteil zwischen 0 und
 $N/3-1$ der resultierenden Impulsantwort h_f zu erzeugen. Die
 Ausgänge des zweiten Verzögerungselements 27 und dritten
 Verzögerungselements 28 gehen in die Bildung der
 25 resultierenden Impulsantwort h_f nicht unmittelbar ein, so
 daß der resultierende Impulsantwort h_f zwischen $N/3$ und
 $2N/3-1$ identisch 0 ist. Die summierten Phasenwerte $S_{a1}(i-4)$
 am Ausgang des vierten Verzögerungselements 29 und $S_{a1}(i-5)$
 am Ausgang des fünften Verzögerungselements 30 werden
 30 jeweils dem -Eingang eines Subtrahierers 32 bzw. 33
 zugeführt, wobei der Ausgang des Addierers 31 dem +Eingang
 des Subtrahierers 32 und der Ausgang des Subtrahierers 32
 dem +Eingang des Subtrahierers 33 zugeführt wird.

35 Da auf $1/T_{a2}$ normiert wurde, ist der Multiplikator nun
 $9/(2 \cdot N^2)$. In dem Abtastraten-Konverter 37 muß die Abtastrate
 noch um den verbleibenden Faktor 6 herabgesetzt werden.

Zur Abschätzung der Phase ϕ_{a1} wird bei dem in Fig. 8 dargestellten Ausführungsbeispiel eine reduzierte effektive Beobachtungslänge von $2/3 N$ verwendet. Dazu wird die resultierende Impulsantwort h_ϕ für die Phase im Intervall zwischen 0 und $N/6-1$ sowie zwischen $5/6N$ und $N-1$ auf 0 gesetzt, indem die summierten Phasenwerte $S_{a1}(i)$ am Eingang des ersten Verzögerungselements 26 und $S_{a1}(i-5)$ am Ausgang des fünften Verzögerungselements 30 nicht in die Addition zur Erzeugung der resultierenden Impulsantwort h_ϕ einbezogen werden. In den Addierern 34, 35 und 36 werden die summierten Phasenwerte $S_{a1}(i-1)$ am Ausgang des ersten Verzögerungselements 26, $S_{a1}(i-2)$ am Ausgang des zweiten Verzögerungselements 27, $S_{a1}(i-3)$ am Ausgang des dritten Verzögerungselements 28 und $S_{a1}(i-4)$ am Ausgang des vierten Verzögerungselements 29 addiert. Aufgrund der Normierung auf 2π und der Reduzierung der effektiven Beobachtungslänge von N auf $2/3 N$ ergibt sich ein Korrekturfaktor von $3/2 N$. In dem Abtastraten-Konverter 23 muß die Abtastrate auch für die Phase noch um den verbleibenden Faktor 6 herabgesetzt werden.

Die resultierende Impulsantwort h_ϕ zur Abschätzung der Phase ϕ_{a1} ist in Fig. 10 dargestellt.

Der entscheidende Vorteil des in Fig. 8 dargestellten Ausführungsbeispiels gegenüber dem in Fig. 5 dargestellten Ausführungsbeispiel besteht darin, daß die beiden Korrekturfaktoren $9/(2N^2)$ und $3/(2N)$ durch eine Bitverschiebung (Bit shifting) erzeugt werden können. Denn wenn gilt $N = 3 \cdot 2^n$, wobei n eine ganze positive Zahl ist, so gilt $9/(2 \cdot N^2) = 2^{-2n-1}$. Dies ist eine Division mit einer Potenz von 2, die bei einer Hardwarerealisierung als Verschiebe-(Shift)-Operation dargestellt werden kann. Gleiches gilt dann für den Faktor $3/(2N)$, denn mit $N = 3 \cdot 2^n$ gilt $3/(2 \cdot N) = 2^{-n-1}$. Dies ist ebenfalls eine Division mit einer Potenz von 2, die bei einer Hardwarerealisierung als Bitverschiebung (Bitshift)-Operation dargestellt werden kann. Die in Fig. 8 nur zur Veranschaulichung dargestellten Multiplizierer 19 und 22 können deshalb entfallen und durch

eine Uminterpretation der Wertigkeit der Bits am Ausgang des Subtrahierers 33 bzw. des Addierers 36 ersetzt werden.

Die Erfindung ist nicht auf die dargestellten
5 Ausführungsbeispiele beschränkt. Anstatt einer
Summationslänge von $N/3$ oder $N/6$ in den cic-Filtern 7 kann
auch allgemein ein Bruchteil $1/B$ der Beobachtungslänge N als
Summationslänge N/B verwendet werden, wobei dann in dem
Abtastraten-Konverter die Abtastrate f_{a2} um den Faktor N/B
10 und in den Abtastraten-Konvertern 20 und 23 um den Faktor B
herabgesetzt werden muß. Zur Einsparung der Multiplizierer
19 und 22 ist es dabei vorteilhaft, wenn dieser Bruchteil
 $1/B = 1/(3 \cdot n)$ ist, wobei n eine ganze positive Zahl ist.

Ansprüche

1. Verfahren zur Abschätzung der Frequenz (f_{a1}) und/oder der Phase (ϕ_{a1}) eines digitalen Eingangssignals ($x(i)$) mit folgenden Verfahrensschritten:
 - Bestimmen der Phasenwerte ($C_{a1}(i)$) des Eingangssignals ($x(i)$),
 - Summieren der Phasenwerte ($C_{a1}(i)$) über eine vorgegebene Summationslänge N/B , die ein vorgegebener Bruchteil $1/B$ einer Beobachtungslänge von N Phasenwerten ($C_{a1}(i)$) ist, zur Erzeugung summierter Phasenwerte ($S_{a1}(i)$),
 - Reduzieren der Abtastrate der summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i)$) um den Faktor N/B gegenüber der Abtastrate (f_{a2}) der Phasenwerte ($C_{a1}(i)$),
 - Verzögern der summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i)$) mit mindestens $B-1$ Verzögerungselementen, welche jeweils die summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i)$) um eine Abtastperiode der reduzierten Abtastrate ($f_{a2} \cdot B/N$) verzögern,
 - Addieren der unterschiedlich verzögerten, summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i)$) zur Erzeugung einer resultierenden Impulsantwort (h_f) der Frequenz so, daß die resultierende Impulsantwort (h_f) der Frequenz (h_f) in einem ersten Intervall (40) konstant positiv, in einem zweiten Intervall (41) Null und in einem dritten Intervall (42) konstant negativ ist, und/oder einer resultierenden Impulsantwort (h_ϕ) der Phase so, daß die resultierende Impulsantwort (h_ϕ) der Phase zumindest in einem mittleren Intervall (43) der Beobachtungslänge (N) konstant und sonst Null ist.
2. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß der Bruchteil $1/B$ gleich $1/(3 \cdot n)$ ist, wobei n eine ganze Zahl ist.
3. Verfahren nach Anspruch 2, **dadurch gekennzeichnet**, daß der Bruchteil $1/B$ gleich $1/3$ ist, zwei Verzögerungsglieder (15, 16) vorgesehen sind und von dem

summierten Phasenwert ($S_{a1}(i)$) am Eingang des ersten Verzögerungselements (15) der summierte Phasenwert ($S_{a1}(i-2)$) am Ausgang des zweiten Verzögerungselements (16) zur Ermittlung der geschätzten Frequenz (f_{a1}) subtrahiert wird.

5

4. Verfahren nach Anspruch 2 oder 3,
dadurch gekennzeichnet,

daß der Bruchteil $1/B$ gleich $1/3$ ist, zwei Verzögerungselemente (15, 16) vorgesehen sind und der
10 summierte Phasenwert ($S_{a1}(i)$) am Eingang des ersten Verzögerungselements (15), der summierte Phasenwert ($S_{a1}(i-1)$) am Ausgang des ersten Verzögerungselements (15) und der summierte Phasenwert ($S_{a1}(i-2)$) am Ausgang des zweiten Verzögerungselements (16) zur Ermittlung der geschätzten
15 Phase (ϕ_{a1}) addiert werden.

5. Verfahren nach Anspruch 3,
dadurch gekennzeichnet,

daß der Bruchteil $1/B$ gleich $1/6$ ist, fünf
20 Verzögerungselemente (26-30) vorgesehen sind und der summierte Phasenwert am Eingang des ersten Verzögerungselements (26) und der summierte Phasenwert ($S_{a1}(i-1)$) am Ausgang des ersten Verzögerungselements (26) addiert werden und hiervon der summierte Phasenwert ($S_{a1}(i-4)$) am Ausgang des vierten Verzögerungselements (29) und
25 der summierte Phasenwert ($S_{a1}(i-5)$) am Ausgang des fünften Verzögerungselements (30) zur Ermittlung der geschätzten Frequenz (f_{a1}) subtrahiert werden.

30 6. Verfahren nach Anspruch 4 oder 5,
dadurch gekennzeichnet,

daß der Bruchteil $1/B$ gleich $1/6$ ist, fünf Verzögerungselemente (26-30) vorgesehen sind und der summierte Phasenwert ($S_{a1}(i-1)$) am Ausgang des ersten
35 Verzögerungselements (26), der summierte Phasenwert ($S_{a1}(i-2)$) am Ausgang des zweiten Verzögerungselements (27), der summierte Phasenwert ($S_{a1}(i-3)$) am Ausgang des dritten Verzögerungselements (28) und der summierte Phasenwert

($S_{a1}(i-4)$) am Ausgangs des vierten Verzögerungselements (29) zur Ermittlung der geschätzten Phase (ϕ_{a1}) addiert werden.

7. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 6,

5 **dadurch gekennzeichnet,**

daß das erste Intervall (40), das zweite Intervall (41) und das dritte Intervall (42) der resultierenden Impulsantwort (h_f) der Frequenz jeweils die Länge N/B , insbesondere $1/3 N$, haben.

10

8. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 7,

dadurch gekennzeichnet,

daß das mittlere Intervall (43) der resultierenden Impulsantwort (h_ϕ) der Phase die Länge $N \cdot (3n-n)/3 \cdot n$, insbesondere $2/3 N$ hat, wobei n eine ganze positive Zahl ist.

15

9. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 7,

dadurch gekennzeichnet,

20 daß sich das mittlere Intervall (43) der resultierenden Impulsantwort (h_ϕ) über die gesamte Beobachtungslänge N erstreckt.

10. Vorrichtung zur Abschätzung der Frequenz (f_{a1}) und/oder der Phase (ϕ_{a1}) eines digitalen Eingangssignals ($x(i)$) mit

25

- einer Phasenerfassungs-Einrichtung (3), die die Phasenwerte ($C_{a1}(i)$) des Eingangssignals ($x(i)$) bestimmt,

- einem ersten Filter (4), das die Phasenwerte ($C_{a1}(i)$) über eine vorgegebene Summationslänge N/B , die ein vorgegebener

30

Bruchteil $1/B$ einer Beobachtungslänge von N Phasenwerten ($C_{a1}(i)$) ist, zu summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i)$) aufsummiert und die Abtastrate der summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i)$) um den Faktor N/B gegenüber der Abtastrate (f_{a2}) der Phasenwerte ($C_{a1}(i)$) reduziert,

35

- einem zweiten Filter (8), das die summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i)$) in einer Kette aus mindestens $B-1$ Verzögerungselementen (15, 16; 26-30), welche jeweils die summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i)$) um eine Abtastperiode der reduzierten Abtastrate ($f_{a2} \cdot B/N$) verzögern, verzögert und

die unterschiedlich verzögerten, summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i)$) zur Erzeugung einer resultierenden Impulsantwort (h_f) der Frequenz so addiert bzw. subtrahiert, daß die resultierende Impulsantwort (h_f) der Frequenz in einem ersten Intervall (40) konstant positiv, in einem zweiten Intervall (41) Null und in einem dritten Intervall (42) konstant negativ ist, und/oder zur Erzeugung einer resultierenden Impulsantwort (h_ϕ) der Phase so addiert, daß die resultierende Impulsantwort (h_ϕ) der Phase zumindest in einem mittleren Intervall (43) konstant und sonst Null ist.

11. Vorrichtung nach Anspruch 10,

dadurch gekennzeichnet,

daß die Phasenerfassungs-Einrichtung (3) einen Zähler (24) umfaßt, dessen Zählergebnis mit einer konstanten Abtastrate (f_{a2}) ausgelesen wird.

12. Vorrichtung nach Anspruch 10 oder 11,

dadurch gekennzeichnet,

daß das erste Filter (4) einen Integrierer (10), einen Differenzierer (11) und einen zwischen dem Integrierer (10) und dem Differenzierer (11) angeordneten ersten Abtastraten-Konverter (14), der die Abtastrate der summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i)$) um den Faktor N/B gegenüber der Abtastrate (f_{a2}) der Phasenwerte ($C_{a1}(i)$) reduziert, aufweist.

13. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 10 bis 12,

dadurch gekennzeichnet,

daß der Bruchteil $1/B$ gleich $1/3$ ist, und daß das zweite Filter (8) zwei Verzögerungselemente (15, 16) und einen Subtrahierer (18) aufweist, der die summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i-2)$) am Ausgang des zweiten Verzögerungselements (16) von den summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i)$) am Eingang des ersten Verzögerungselements (15) zur Ermittlung der geschätzten Frequenz (f_{a1}) subtrahiert.

14. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 10 bis 13,

dadurch gekennzeichnet,

daß der Bruchteil $1/B$ gleich $1/3$ ist, und
 daß das zweite Filter (8) zwei Verzögerungselemente (15, 16)
 und Addierer (20, 21) aufweist, die die summierten
 Phasenwerte ($S_{a1}(i)$) am Eingang des ersten
 5 Verzögerungselements (15), die summierten Phasenwerte
 ($S_{a1}(i-1)$) am Ausgang des ersten Verzögerungselements (15)
 und die summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i-2)$) am Ausgang des
 zweiten Verzögerungselements (16) zur Ermittlung der
 geschätzten Phase (φ_{a1}) addieren.

10

15. Vorrichtung nach Anspruch 13 oder 14,
dadurch gekennzeichnet,
 daß nach den Addieren (20, 21) und/oder dem Subtrahierer
 (18) jeweils ein zweiter Abtastraten-Konverter (37, 23)
 15 angeordnet ist, der die Abtastrate und den Faktor 3
 reduziert.

16. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 10 bis 12,
dadurch gekennzeichnet,
 20 daß der Bruchteil $1/B$ gleich $1/6$ ist, und
 daß das zweite Filter (8) fünf Verzögerungselemente (26-30),
 einen Addierer (31), der die summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i)$)
 am Eingang des ersten Verzögerungselements (26) und die
 summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i-1)$) am Ausgang des ersten
 25 Verzögerungselements (26) addiert und Subtrahierer (32, 33)
 aufweist, die hiervon die summierte Phasenwerte ($S_{a1}(i-4)$)
 am Ausgang des vierten Verzögerungselements (29) und die
 summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i-5)$) am Ausgang des fünften
 Verzögerungselements (30) zur Ermittlung der geschätzten
 30 Frequenz(f_{a1}) subtrahieren.

17. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 10 bis 12 oder 16,
dadurch gekennzeichnet,
 daß der Bruchteil $1/B$ gleich $1/6$ ist, und
 35 daß das zweite Filter (8) fünf Verzögerungselemente (26-30)
 und Addierer (34-36) aufweist, die die summierten
 Phasenwerte ($S_{a1}(i-1)$) am Ausgang des ersten
 Verzögerungselements (26), die summierten Phasenwerte
 ($S_{a1}(i-2)$) am Ausgang des zweiten Verzögerungselements

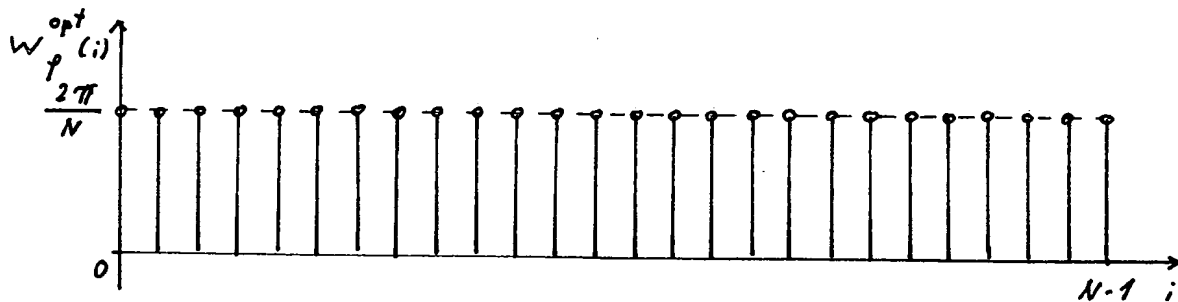
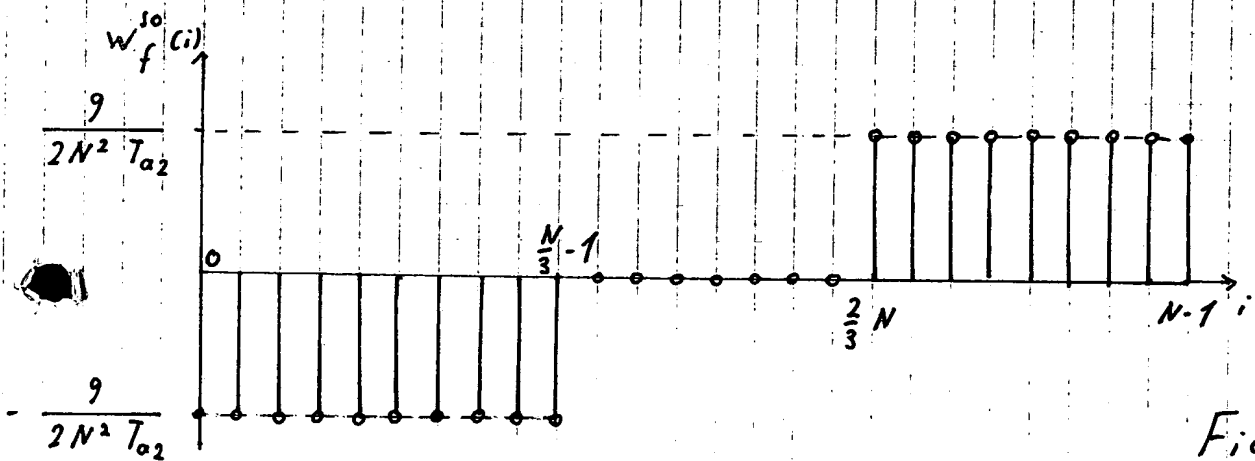
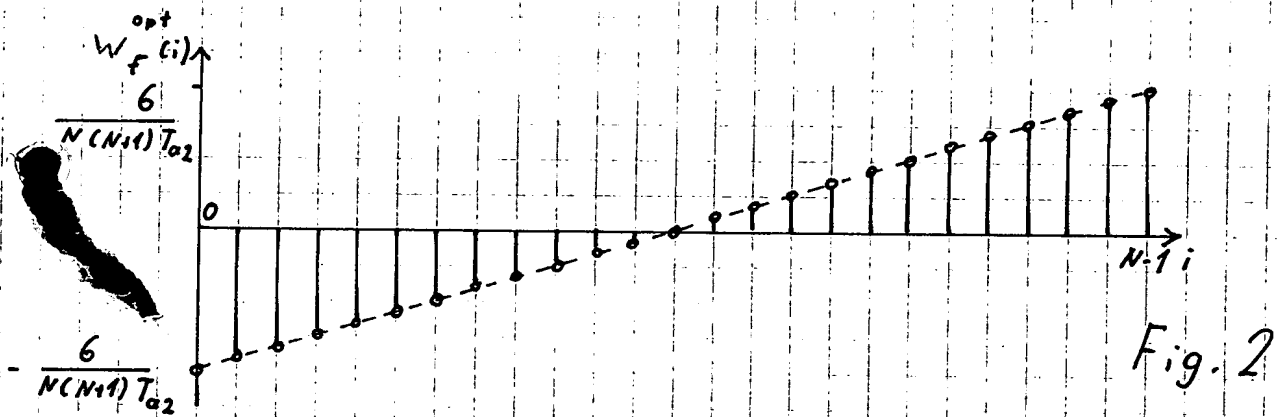
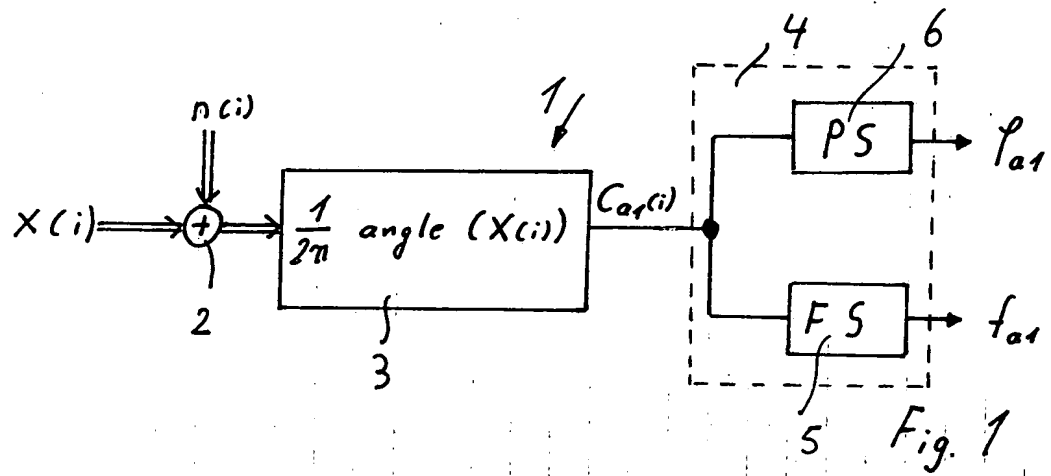
(27), die summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i-3)$) am Ausgang des dritten Verzögerungselements (28) und die summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i-4)$) am Ausgangs des vierten Verzögerungselements (29) zur Ermittlung der geschätzten Phase (ϕ_{a1}) addieren.

18. Vorrichtung nach Anspruch 16 oder 17,
dadurch gekennzeichnet,
daß nach den Addieren (34, 36) und/oder Subtrahieren (32, 33) jeweils ein zweiter Abtastraten-Konverter (37, 23) angeordnet ist, der die Abtastrate um den Faktor 6 reduziert.

Zusammenfassung

- Eine Vorrichtung zur Abschätzung der Frequenz (f_{a1}) und/oder der Phase (ϕ_{a1}) eines digitalen Eingangssignals ($x(i)$) umfaßt:
- eine Phasenerfassungs-Einrichtung (3), die die Phasenwerte ($C_{a1}(i)$) des Eingangssignals ($x(i)$) bestimmt,
 - ein erstes Filter (4), das die Phasenwerte ($C_{a1}(i)$) über eine vorgegebene Summationslänge N/B , die ein vorgegebener Bruchteil $1/B$ einer Beobachtungslänge von N Phasenwerten ($C_{a1}(i)$) ist, zu summierten Phasenwerten ($S_{a1}(i)$) aufsummiert und die Abtastrate der summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i)$) um den Faktor N/B gegenüber der Abtastrate (f_{a2}) der Phasenwerte ($C_{a1}(i)$) reduziert,
 - ein zweites Filter (8), das die summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i)$) in einer Kette aus mindestens $B-1$ Verzögerungselementen (15, 16; 26-30), welche jeweils die summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i)$) um eine Abtastperiode der reduzierten Abtastrate ($f_{a2} \cdot B/N$) verzögern, verzögert und die unterschiedlich verzögerten, summierten Phasenwerte ($S_{a1}(i)$) zur Erzeugung einer resultierenden Impulsantwort (h_f) der Frequenz so addiert bzw. subtrahiert, daß die resultierende Impulsantwort der Frequenz (h_f) in einem ersten Intervall (40) konstant positiv, in einem zweiten Intervall (41) Null und in einem dritten Intervall (42) konstant negativ ist, und/oder zur Erzeugung einer resultierenden Impulsantwort (h_ϕ) der Phase so addiert, daß die resultierende Impulsantwort (h_ϕ) der Phase zumindest in einem mittleren Intervall (43) konstant und sonst Null ist.

(Fig. 8)



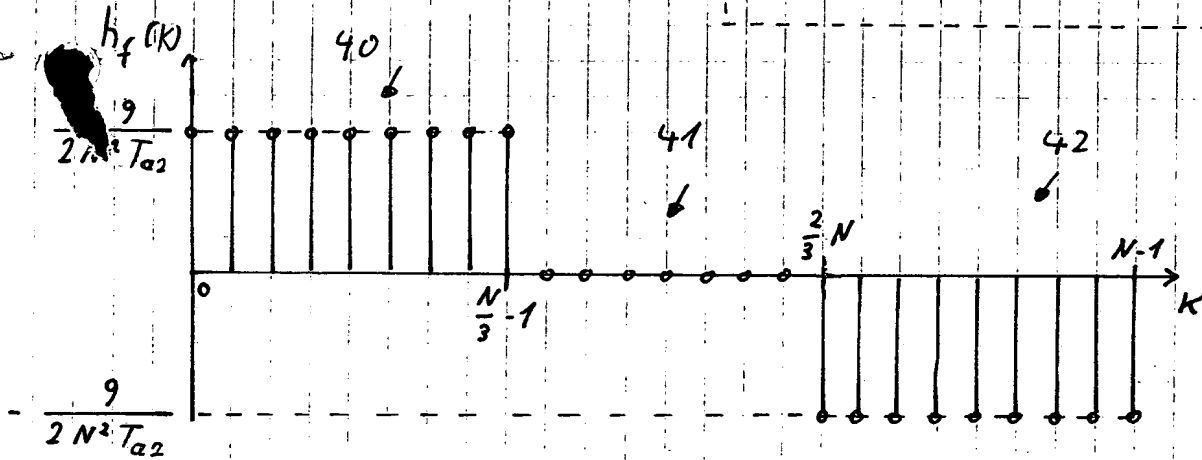
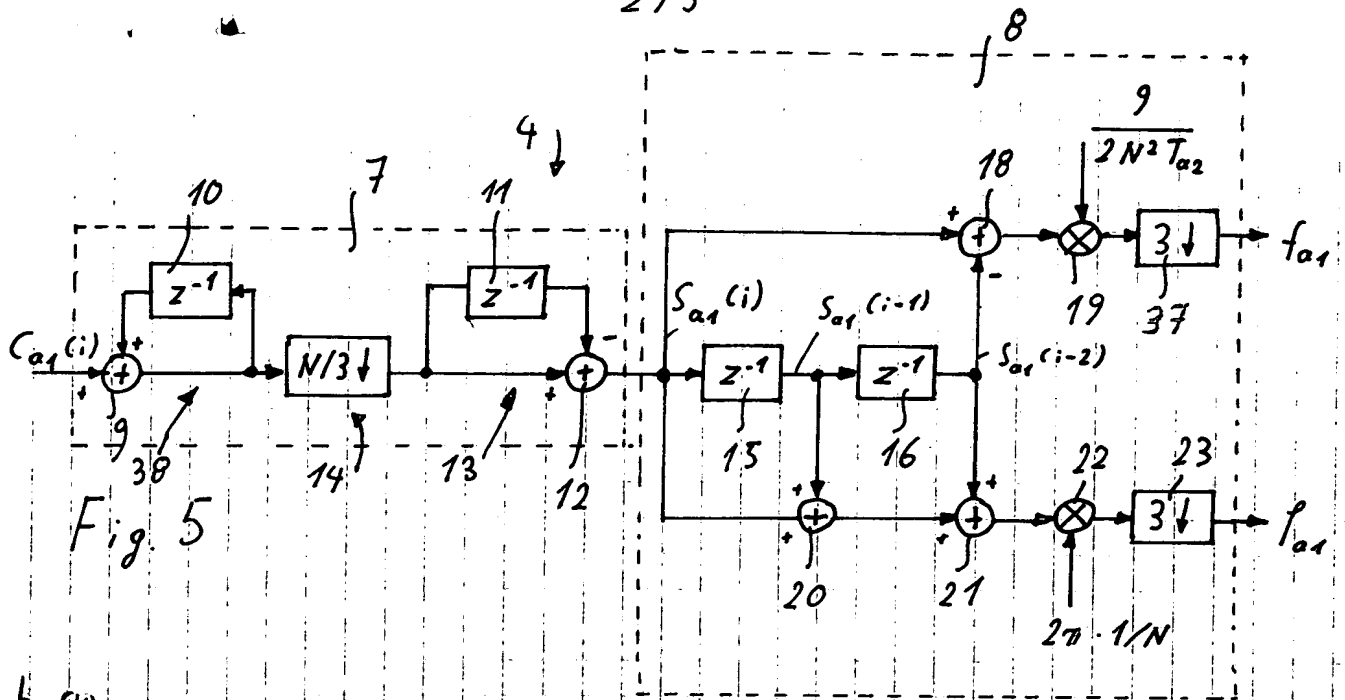


Fig. 6

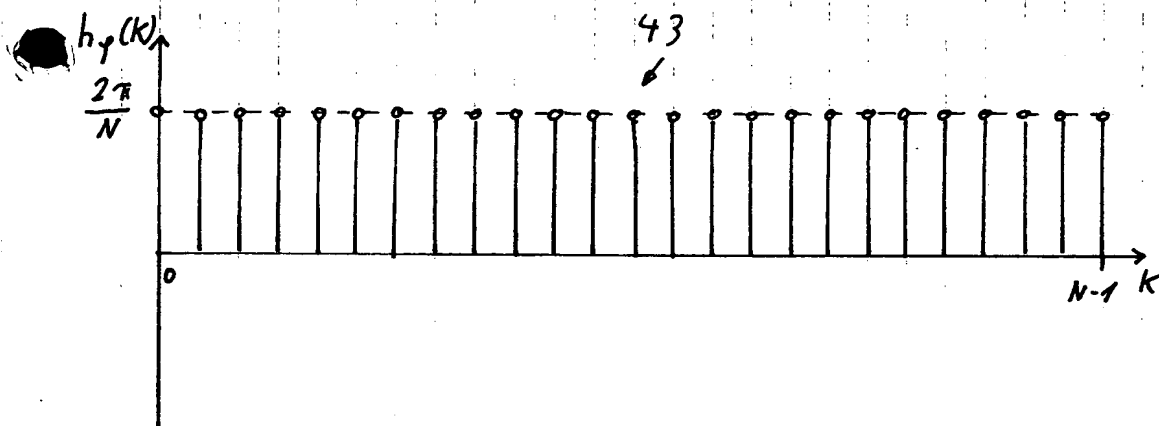


Fig. 7

